

①⑨ 日本国特許庁 (JP) ①⑩ 特許出願公開
①⑫ 公開特許公報 (A) 昭59—106874

⑤① Int. Cl.³
H 02 M 3/10

識別記号 庁内整理番号
6957—5H

④③ 公開 昭和59年(1984)6月20日

発明の数 1
審査請求 未請求

(全 8 頁)

⑤④ 負荷電流の瞬時値制御方式

②① 特 願 昭57—213848

②② 出 願 昭57(1982)12月8日

⑦② 発 明 者 野村年弘
川崎市川崎区田辺新田1番1号
富士電機製造株式会社内

⑦② 発 明 者 美齊津陽

川崎市川崎区田辺新田1番1号
富士電機製造株式会社内

⑦① 出 願 人 富士電機製造株式会社

川崎市川崎区田辺新田1番1号

⑦④ 代 理 人 弁理士 並木昭夫 外1名

明 細 書

1. 発明の名称

負荷電流の瞬時値制御方式

2. 特許請求の範囲

1) 電源と負荷との間に介在するスイッチング手段と、負荷電流の瞬時値を検出する手段と、検出された負荷電流瞬時値と電流指令値を比較し両者間の大小関係により第1の論理レベルまたは第2の論理レベルの信号を出力するコンパレータと、該第1または第2の論理レベルの信号により前記スイッチング手段をオン・オフ駆動する手段とから成る負荷電流の瞬時値制御方式において、負荷電流瞬時値と電流指令値の何れか一方に、一定周期で繰り返す鋸歯状波を少なくとも含むタクト信号を重畳してコンパレータに入力する手段を備え、それにより前記スイッチング手段のオン・オフ周期を前記タクト信号の繰り返し周期に引き込んで同期させるようにしたことを特徴とする負荷電流の瞬時値制御方式。

2) 特許請求の範囲第1項に記載の瞬時値制御

方式において、前記負荷がn相負荷(但しnは正の整数)であり、前記タクト信号が相互に1周期の $\frac{1}{n}$ ずつ位相のずれたn個のタクト信号から成っていることを特徴とする負荷電流の瞬時値制御方式。

3. 発明の詳細な説明

本発明は負荷電流の瞬時値制御方式の改良に関するものである。

第1図は従来負荷電流瞬時値制御方式の一例を示す回路図である。同図において、1は直流電源、2はスイッチ素子、3はフリーホイーリングダイオード、4はリアクトル、5は直流電動機の如き逆起電力を発生する負荷、6は負荷電流検出器、7はコンパレータ、8は電流指令値発生器、 R_i は入力抵抗、 R_f は帰還抵抗、である。

第1A図は第1図において、発生器8から出力される電流指令値 i^* を一定値に維持した場合における負荷電流 i の変化状況を示したタイミングチャートである。

第1図および第1A図を参照して動作を説明す

る。第1図において、直流電源1の出力電圧を V_{D0} とする。今、スイッチ素子2がオンしたとすると、直流電源1からスイッチ素子2、リアクトル4を介して負荷5に電流 i が流れ、負荷5は逆起電力 E を発生する。

電流指令値発生器8からは、負荷電流 i の指令値 i^* を出力するものとする。検出器6によつて検出された負荷電流の瞬時値(実値) i は入力抵抗 R_i を介してコンパレータ7の非反転入力端子(+)に印加され、他方、指令値 i^* は反転入力端子(-)に印加される。コンパレータ7では、両者を比較し、第1A図に見られる如く、瞬時値 i が指令値 i^* を Δi だけ上まわつてレベルUに達した時点で、その出力をそれまでのロウレベルからハイレベルに反転させる。その結果、スイッチ素子2がオフとなる。すると、負荷電流 i は、負荷5→ダイオード3→リアクトル4→負荷5の閉回路を環流し、減衰してゆく。そして負荷電流の瞬時値 i が、第1A図に見られる如く、指令値 i^* を Δi だけ下まわつてレベルLに達した時点で、コンパレータ7は

の微分値(時間的変化の割合) di/dt は次式で与えられる。

$$\frac{di}{dt} = (V_{D0} - E) / L \quad \cdots \cdots (1)$$

つまり上記(1)式から明らかなように、電源電圧 V_{D0} が一定であつても、逆起電力 E の大きさが変化すると、電流瞬時値 i が、上限レベルUを目指して上昇するときの勾配($\frac{di}{dt}$)が変化する。

同様に、スイッチ素子2がオフ時に、電流瞬時値 i が下限レベルLを目指して下降するときの勾配(これは、上記(1)式において、 V_{D0} を零と置くことにより与えられる)も、逆起電力 E の大きさが変化すると、やはり変化する。このことは、とりもなおさず、逆起電力 E の大きさによりスイッチ素子2のスイッチ周波数が変化することを意味する。

スイッチ素子2のオン・オフは他の機器に対するノイズを発生させる。スイッチ素子のスイッチ周波数が一定であれば、発生するノイズの周波数も一定となり、当該周波数のフィルタを用意するなどして、その対策も容易であるが、スイッチ周

その出力を、それまでのハイレベルからロウレベルに転じる。それによりスイッチ素子2がオンとなり、直流電源1から再び電流が負荷5へ向けて流れ、負荷電流 i は増加してゆく。

このように、スイッチ素子2のオン・オフにより、負荷電流 i は指令値 i^* の $\pm \Delta i$ の範囲内で上昇、下降を繰り返して安定に制御される。なお、上限レベルUと下限レベルLの範囲($\pm \Delta i$)は帰還抵抗 R_f と入力抵抗 R_i の各抵抗値に関連して定まるものであり、このことはすでに良く知られた所である。

さて、かかる従来の瞬時値制御方式においては次のような問題点があつた。すなわち、負荷電流の瞬時値 i が上限レベルUと下限レベルLの間で上昇、下降を繰り返す周期(換言すると、スイッチ素子2がオン・オフを繰り返すスイッチ周波数)が、直流電源1の直流電圧 V_{D0} と負荷5の逆起電力 E との間の関係に従つて大幅に変化することである。以下、このことを判り易く説明する。

今、リアクトル4のインダクタンスを L とすると、スイッチ素子2のオン時における負荷電流 i

波数が変化し、ノイズの周波数もそれに従つて変化するような場合には、ノイズ対策が困難になる。

かかる問題点を改善するために、負荷電流の瞬時値制御方式において、負荷電流瞬時値と電流指令値の何れか一方に、或る一定の繰り返し周波数をもつパルス列から成るタクトパルスを重畳してコンパレータに入力するようにし、それによりスイッチ素子のスイッチ周波数を上記タクトパルスの繰り返し周波数に引き込んで同期させるようにした制御方式を本発明者等は先に提案(特願昭57-184677号)した。

次にこの提案概要を説明する。

第2図乃至第4図はそれぞれ直流電源電圧 V_{D0} と負荷による逆起電力 E との大小関係がスイッチ周波数に及ぼす影響を示した説明図である。

第2図(1)において、直流電源電圧 V_{D0} が大きく逆起電力 E がその $\frac{1}{2}$ より小さいときには、電流 i の上昇勾配はRに見られる如く大きく、下降勾配はFに見られる如く小さい。従つて電流 i が、指令値 i^* を中心として上限Uと下限Lの間で上昇、

下降を繰り返す様子は第2図(ロ)に示す如くなり、スイッチ周波数は小さくなる傾向にあることが理解されるであろう。

第3図は、第2図と同様な説明図であるが、この場合は、第3図(イ)に見られる如く、逆起電力 E が直流電源電圧 V_{D0} の $\frac{1}{2}$ となっており、このため電流 i の上昇勾配 R と下降勾配 F が同じになっている。このときは、第3図(ロ)に見られるように、電流 i が上限 U と下限 L の間で上昇、下降を繰り返す周波数(スイッチ周波数)は最大となる。

第4図は、(イ)に見られる如く、逆起電力 E が直流電源電圧 V_{D0} の $\frac{1}{2}$ より大きい場合で、電流 i の上昇勾配 R は小さく、下降勾配 F が大きくなる。従つて、電流 i が上限 U と下限 L の間で上昇、下降を繰り返す様子は(ロ)に見られる如くになり、この場合も、スイッチ周波数は第2図の場合と同じく、小さくなる。

さて、以上により、直流電源電圧 V_{D0} が一定であつても、逆起電力 E の大きさが変動すれば、それに応じてスイッチ周波数が変化することが理解

限 U に一致するので再び反転し下降過程に入る。そして時刻 t_3 では、正極性パルス P_1 を重ねられるが、このときは下降過程にあるので、正極性パルス P_1 の重畳により電流レベルが上限 U を突破しても、反転が生じるようなことはない。

次に、時刻 t_4 において、負極性パルス N_2 を重ねられると、電流 i のレベルが下限 L を突破するので電流 i は反転する。以下同様にして、電流 i の波形は、あたかも、上限 U にへばりついたかのような形で反転を繰り返してゆく。この反転の繰り返し周期が負極性パルス $N_1 \sim N_3$ の繰り返し周期に同期したものであることは容易に理解されるであろう。

第6図は第5図と同様な波形図であるが、第6図(イ)は、第4図(ロ)に示した波形をそのまま拡大して示した波形図、換言すれば逆起電力 E が直流電源電圧 V_{D0} の $\frac{1}{2}$ 以上であるときの電流 i の変化を示す波形図である。第6図(イ)に示す波形に第6図(ロ)に示したタクトパルスを重ねたときにおける電流 i の反転状況を第6図(ハ)を参照して説明する。

されたであろう。次に第5図、第6図を参照して既提案にかかる瞬時値制御方式の動作原理を説明する。

第5図(イ)は、第2図(ロ)に示した波形をそのまま拡大して示した波形図、換言すれば逆起電力 E が直流電源電圧 V_{D0} の $\frac{1}{2}$ 以下であるときの電流 i の変化を示す波形図である。第5図(ロ)は、既提案の原理に従つて、第5図(イ)に示した電流 i の波形に重畳すべきパルス列(タクトパルス)を示した波形図である。タクトパルスとしては、一定周期の正極性のパルス $P_1 \sim P_3$ と負極性のパルス $N_1 \sim N_3$ から成っていることが判るであろう。

第5図(ハ)は、第5図(イ)に示した電流 i の波形に、第5図(ロ)のタクトパルスを重ねたときに、電流 i が反転する様子を示した波形図である。

第5図(ハ)において、電流 i は、下降過程をたどっているときに、時刻 t_1 において、負極性パルス N_1 を重ねられることにより、電流レベルが下限 L を突破するので、直ちに反転する。反転した後、電流 i のレベルは上昇を続け、時刻 t_2 において上

第6図(ハ)において、上昇過程にある電流 i に、時刻 t_1 において、正極性パルス P_1 が重畳されると、そのことにより電流レベルが上限 U を突破するので電流 i は直ちに反転し下降過程に入る。次に時刻 t_2 において電流 i のレベルは下限 L に達するので、再び反転し上昇過程に入る。時刻 t_3 において負極性パルス N_1 が重畳され、電流レベルは下限レベルを突破するが、電流は上昇過程にあるので反転することはない。次に時刻 t_3 において、正極性パルス P_2 が重畳されると電流レベルは上限 U を突破するので、上昇過程にあつた電流 i は直ちに反転して下降過程に入る。以下、同様にして電流 i の波形は、あたかも下限 L にへばりついたかのような形で反転を繰り返してゆく。この反転の繰り返し周期が正極性パルス $P_1 \sim P_3$ の繰り返し周期に同期したものであることは容易に理解されるであろう。

以上、説明したように、逆起電力 E の大きさが電源電圧 V_{D0} の $\frac{1}{2}$ 以下であるときは、負極性のタクトパルスが有効に作用し、 $\frac{1}{2}$ 以上であるときは

正極性のタクトパルスが有効に作用する。またタクトパルスの周波数は、タクトパルスを印加しな
いときの成り行きで形成されるスイッチ周波数(第5図(イ)または第6図(イ)を参照)の予想される最大値より少し大き目に設定するのがよい。

第7図は上述の原理に基づく既提案の瞬時値制御方式を示す回路図である。同図において、第1図に示した従来の回路構成と異なる点は、コンパレータ7の非反転入力端子(+)に、タクトパルス発生器9から入力抵抗 R_i を介してタクトパルスを入力し、検出器6により検出された電流瞬時値 i に重畳させるようにした点である。他に相違点はない。

その回路動作は、もはや説明の必要がないであろう。なお、タクトパルス発生器9からのタクトパルスは、コンパレータ7の非反転入力端子(+)ではなく、反転入力端子(-)の方つまり電流指令値 i^* の方に重畳させても同じ結果が得られる。

さて、上述した如き既提案にかかる瞬時値制御方式は、負荷による逆起電力 E の大きさが、電源

本発明は、上述の如き従来技術の欠点を解決するためになされたものであり、従つて本発明の目的は、 $E \neq \frac{V_{D0}}{2}$ のときにも、スイッチ周波数をタクトパルスのそれに容易に引き込むことのできる負荷電流の瞬時値制御方式を提供することにある。

本発明の構成の要点は、タクトパルスとして、一定周期で繰り返す鋸歯状波を少なくとも含むタクト信号を用いるようにした点にある。

次に図を参照して本発明の動作原理を説明する。第8図は本発明の動作原理説明図である。同図(イ)は、第3図(ロ)と同じ波形図、換言すると、逆起電力 $E \neq \frac{1}{2}$ (直流電源電圧 V_{D0})であるときの電流 i の変化を示す波形図、第8図(ロ)は本発明の原理に従つて用いられるタクト信号 $tact$ の波形図、第8図(ハ)は、タクト信号 $tact$ を電流指令値 i^* に重畳した場合における上限 $U = (i^* + tact + \Delta i)$ と下限 $L = (i^* + tact - \Delta i)$ の波形を示す波形図である。

第8図(ハ)において、電流 i は k_1 点で上昇から下降に反転し、 k_2 点で下降から上昇に反転し、以下、

電圧 V_{D0} の $\frac{1}{2}$ 以上、或いは $\frac{1}{2}$ 以下であるときは、スイッチ周波数がタクトパルスの周波数に引き込まれ良く同期するが、 $E \neq \frac{V_{D0}}{2}$ のとき、つまり第3図(イ)、(ロ)に見られるように、負荷電流 i の上昇勾配と下降勾配がほぼ同じときには、電流 i は上限 U と下限 L のどちらか特定の一方にへばりつくという傾向にないので、結果としてどちらにもへばりつかないことがあり、スイッチ周波数がタクトパルスのそれに同期しないことがある。そして上限 U と下限 L の間の幅を広く取りすぎると、電流指令値 i^* が変化しても電流瞬時値 i がそれに追従しないという不感帯が発生し制御応答が悪くなるという問題を生じる。

反面、上限 U と下限 L の間の幅を小さくしすぎると、タクト周波数を超える不規則な周波数でスイッチ素子がオン・オフすることになる。

何れにしても、このように、 $E \neq \frac{V_{D0}}{2}$ のときには、既提案にかかる瞬時値制御方式では、スイッチ周波数をタクトパルスのそれに引き込みにくいという欠点があつた。

k_3, k_4, \dots の各点で同様な反転を繰り返すことが判るであろう。つまり電流 i は、下限 L にへばりつく形で反転を繰り返しており、従つてスイッチ周波数はタクト信号 $tact$ の周波数に同期することになる。

第9図は本発明の一実施例を示す回路図である。同図に示す回路構成が第7図に示した既提案にかかる方式と相違する点は、タクトパルス発生器9Aから出力されるタクト信号の波形が相違する点と、タクト信号を電流指令値 i^* に加算している点であり、他に変わる所はない。

本実施例の回路動作はもはや説明するまでもないであろう。

第10図は本発明の他の実施例を示す回路図である。同図は本発明を直流機(逆起電力負荷5)の4象限運転の如く、可逆回生可能な負荷回路に適用した実施例を示している。

同図において2A~2Dはそれぞれスイッチ素子、7A, 7Bはそれぞれコンパレータ、13A~13Dはそれぞれスイッチ素子駆動回路、14は不感帯

δ の設定器、15 は符号反転器、16 ~ 19 はそれぞれ加算器、である。

4 つのスイッチ素子 2A ~ 2D の動作を簡単に説明する。例えば負荷 5 を正転させたいときは、右下のスイッチ素子 2D をオンして負荷 5 の負極を直流電源 1 の負極に接続しておき、左上下のスイッチ素子 2A, 2B すなわち左アームをスイッチングして第 8 図(f)に示す様なスイッチング制御を行うものである。従つて負荷 5 を逆転させたいときは左アームの下スイッチ 2B がオンしていて、右アーム 2C, 2D が上下にスイッチングして電流を制御することになる。このように正転と逆転で制御を受持つアームが決まっている方が、左右アームが同時にスイッチング制御するよりも判りやすいし、制御を円滑に出来る。

ところが正転でも逆転でもない速度が零付近ではどちらのアームがスイッチングすべきか問題である。これを調整するのが不感帯 δ の設定器 14 の役割りである。不感帯 δ を正に大きくすると、加算器 19, 17, 18 を通してコンパレータ 7A,

7B の入力には不感帯 δ としてのバイアスが与えられて電流指令値 i^* と電流実際値 i がある程度一致(近ければ)していればふたつのコンパレータ 7A, 7B は共に作動しない。すなわちスイッチ 2A ~ 2D は左アームも右アームも休止した状態になりやすくなる。逆に不感帯 δ を負にすると、ふたつのコンパレータ 7A, 7B は共に作動状態となり左右のスイッチ 2A ~ 2D は常にスイッチング状態となることにより制御上の不感帯はなくなり制御性能は向上するが、余分なスイッチングにより損失、騒音等が増加してしまうことになる。このような不感帯 δ に関することは当り前とも考えられるが、ヒステリシス幅 Δi の設定しかなかった瞬時値制御に対し、タクト信号の波形に関する事項とヒステリシス幅 Δi が相互に関係してくるようになると、それらの誤差を不感帯 δ で調整、吸収することが可能になるので、この意味で比較的重要な事項であると云える。

第 10 A 図は第 10 図における要部の変形実施例を示す回路図である。すなわち半周期ずれたタ

クト信号の発生器 9B を 9A のほかに設け、タクト信号を電気角で 180° ずらせて二つにして左アーム用と右アーム用とに割当てた例である。

この様にすると上記意味あいでは不感帯をなくすか少し負にして二つのコンパレータ 7A, 7B を共に動作状態にすることにより、それぞれのアームのスイッチング周期 T は変わらずに制御上の修正動作としては $T/2$ 毎に行われるため系の応答速度は約 2 倍に上るといふ利点が生じる。すなわち第 10 図の実施例に、第 10 A 図に見られる如く第 2 のタクト信号発生器 9B を追加して設けることにより、より円滑で速い制御が可能となる。

第 11 図は本発明の更に他の実施例を示す回路図である。すなわち、本発明を三相交流電動機のような三相負荷の三相電流の瞬時値制御に適用した実施例である。同図において、5A ~ 5C は三相逆起電力負荷、4A ~ 4C は三相リアクトル、2A ~ 2F は三相用スイッチ素子群、13A ~ 13F は三相用駆動回路群、7A ~ 7C は三相用コンパレータ群、19 ~ 22 はそれぞれ加算器、である。

従来の三相電流の瞬時値制御では他のアームのスイッチングの影響を強く受けることと、もともとスイッチング周波数がランダムであるという理由で円滑な制御が望めなかつた。しかしタクト信号の効果によりスイッチング周波数は一定、不感帯 δ の効果により 3 アームのうちひとつ又はふたつは積極的に休止するという有利な条件により、比較的安定で円滑な制御が出来るようになった。

第 11 A 図は第 11 図における要部の変形実施例を示す回路図である。すなわち、タクト信号発生器として、 $\frac{1}{3}$ 周期ずつずれたタクト信号を発生する発生器 9A, 9B, 9C を設け、それぞれ各相電流に割当てている。これにより主回路スイッチング素子の性能を変えないで、システムの制御性能を向上することができる。すなわち実質的に制御周期は $T/3$ に短縮され応答は速くなり制御は円滑になる。

以上説明したように、本発明によれば、負荷による逆起電力 E と電源電圧 V_{D0} との関係が、 $E \approx \frac{1}{2} V_{D0}$ の関係にある場合でも、スイッチ周波数を

部の変形実施例を示す回路図、である。

符号説明

1 …… 直流電源、2 …… スイッチ素子、3 …… フリーホイーリングダイオード、4 …… リアクトル、5 …… 逆起電力負荷、6 …… 電流検出器、7 …… コンパレータ、8 …… 電流指令値発生器、9 …… タクトパルス発生器、10 …… 積分器、11 …… 平滑コンデンサ、12 …… 電圧指令値発生器、13 …… スイッチ素子駆動回路、14 …… 不感帯 δ の設定器、15 …… 符号反転器、16～22 …… 加算器

代理人 弁理士 並 木 昭 夫

代理人 弁理士 松 崎 清

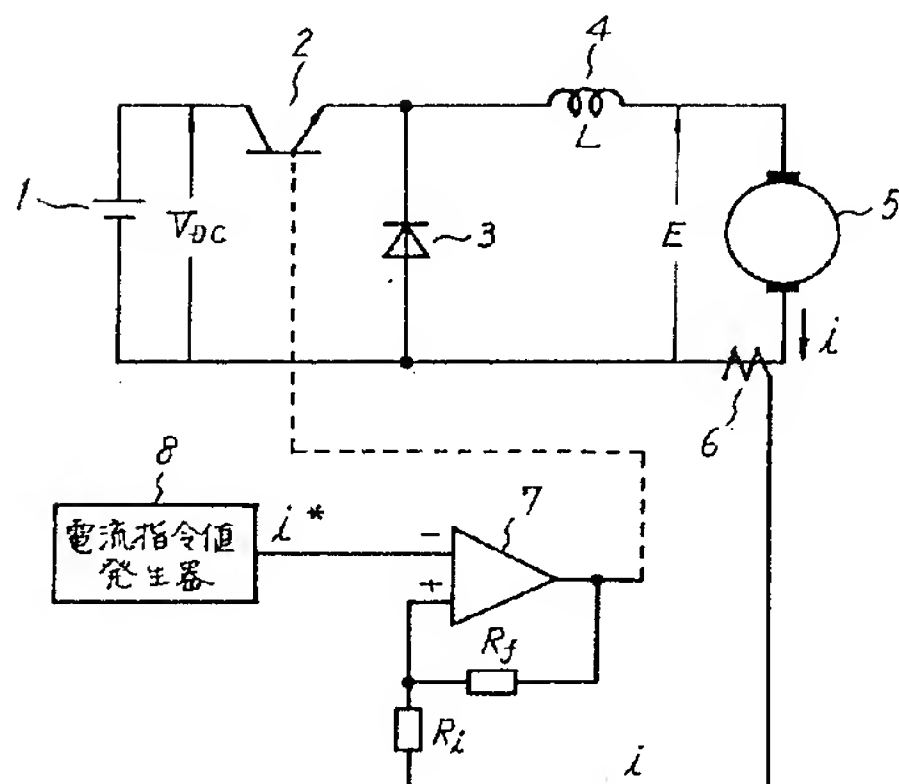
タクトパルスのそれに容易に引き込んで同期化させることのできる負荷電流瞬時値制御方式を提供できるという利点がある。

本発明は電圧積分形瞬時値制御方式などにも適用可能であることは云うまでもない。

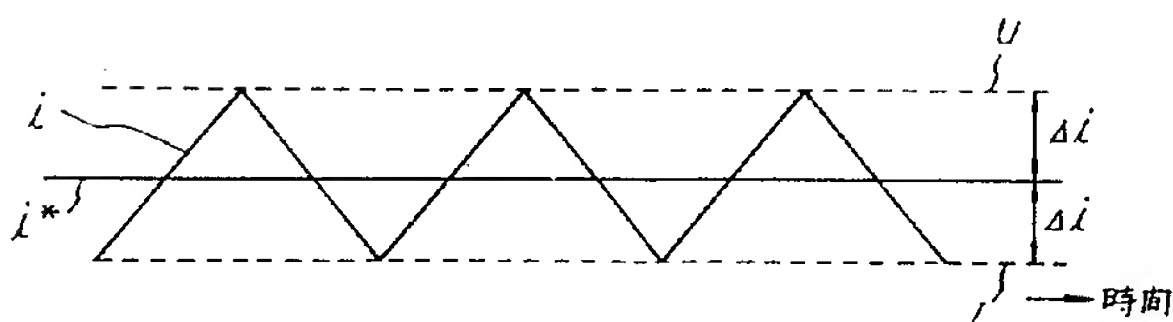
4. 図面の簡単な説明

第1図は従来の負荷電流瞬時値制御方式を示す回路図、第1A図は第1図の回路における負荷電流の変化状況の一例を示すタイミングチャート、第2図乃至第4図はそれぞれ直流電源電圧 V_{DC} と負荷による逆起電力 E との大小関係がスイッチ周波数に及ぼす影響を示した説明図、第5図および第6図はそれぞれ既提案にかかる瞬時値制御方式の動作原理説明図、第7図は既提案の瞬時値制御方式を示す回路図、第8図は本発明の動作原理説明図、第9図は本発明の一実施例を示す回路図、第10図は本発明の他の実施例を示す回路図、第10A図は第10図における要部の変形実施例を示す回路図、第11図は本発明の更に他の実施例を示す回路図、第11A図は第11図における要

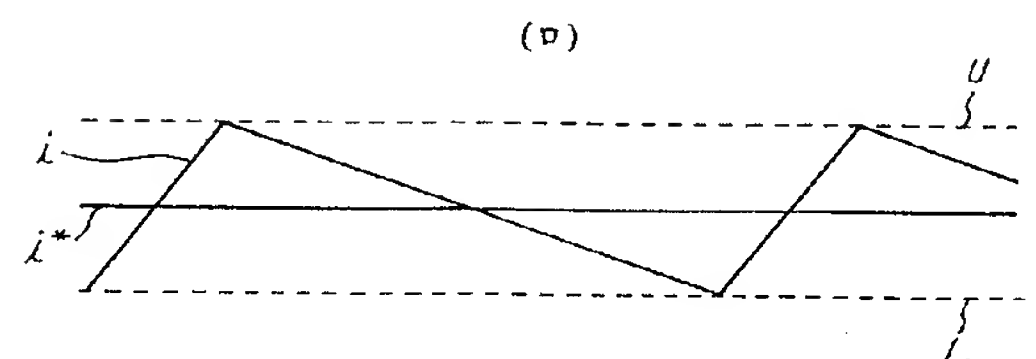
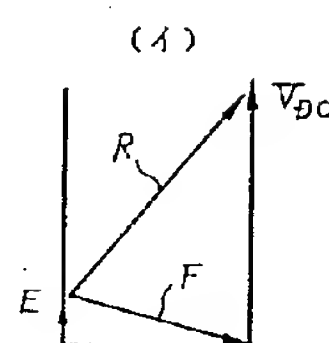
第 1 図



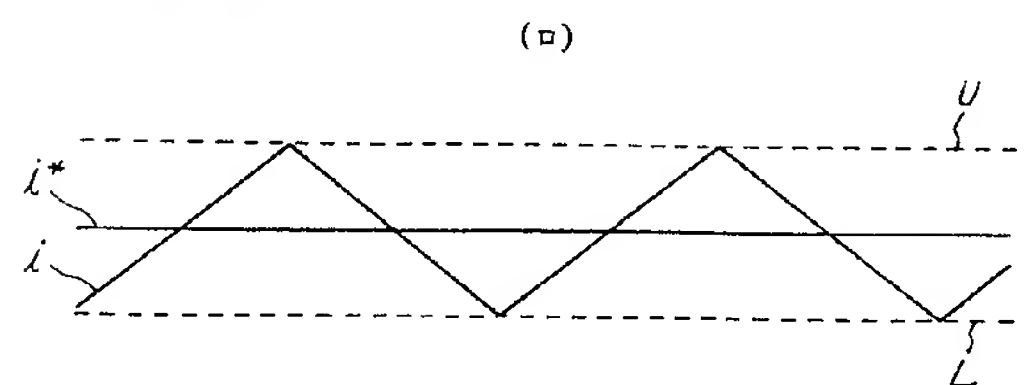
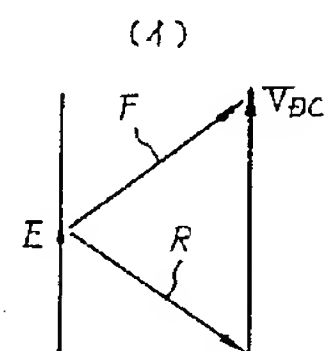
第 1 A 図



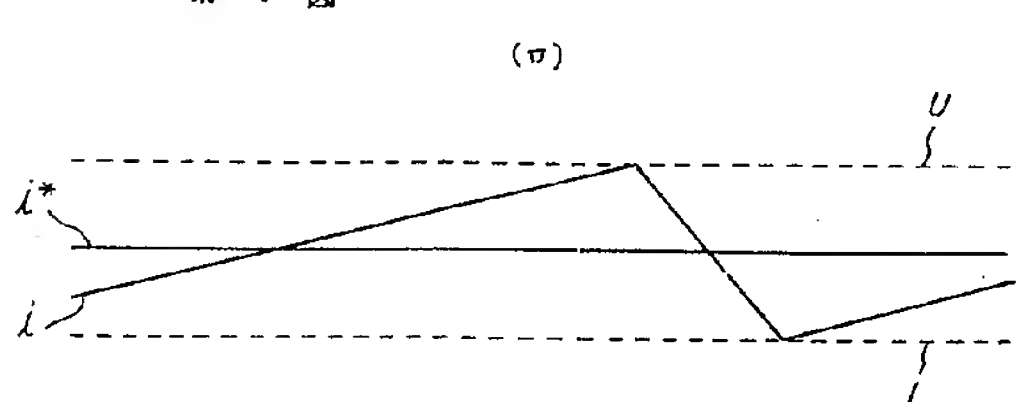
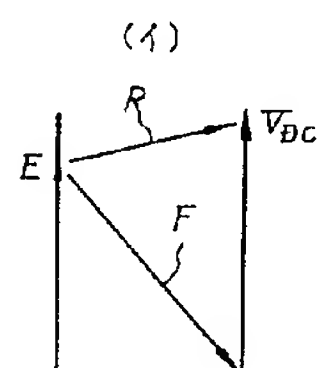
第 2 図



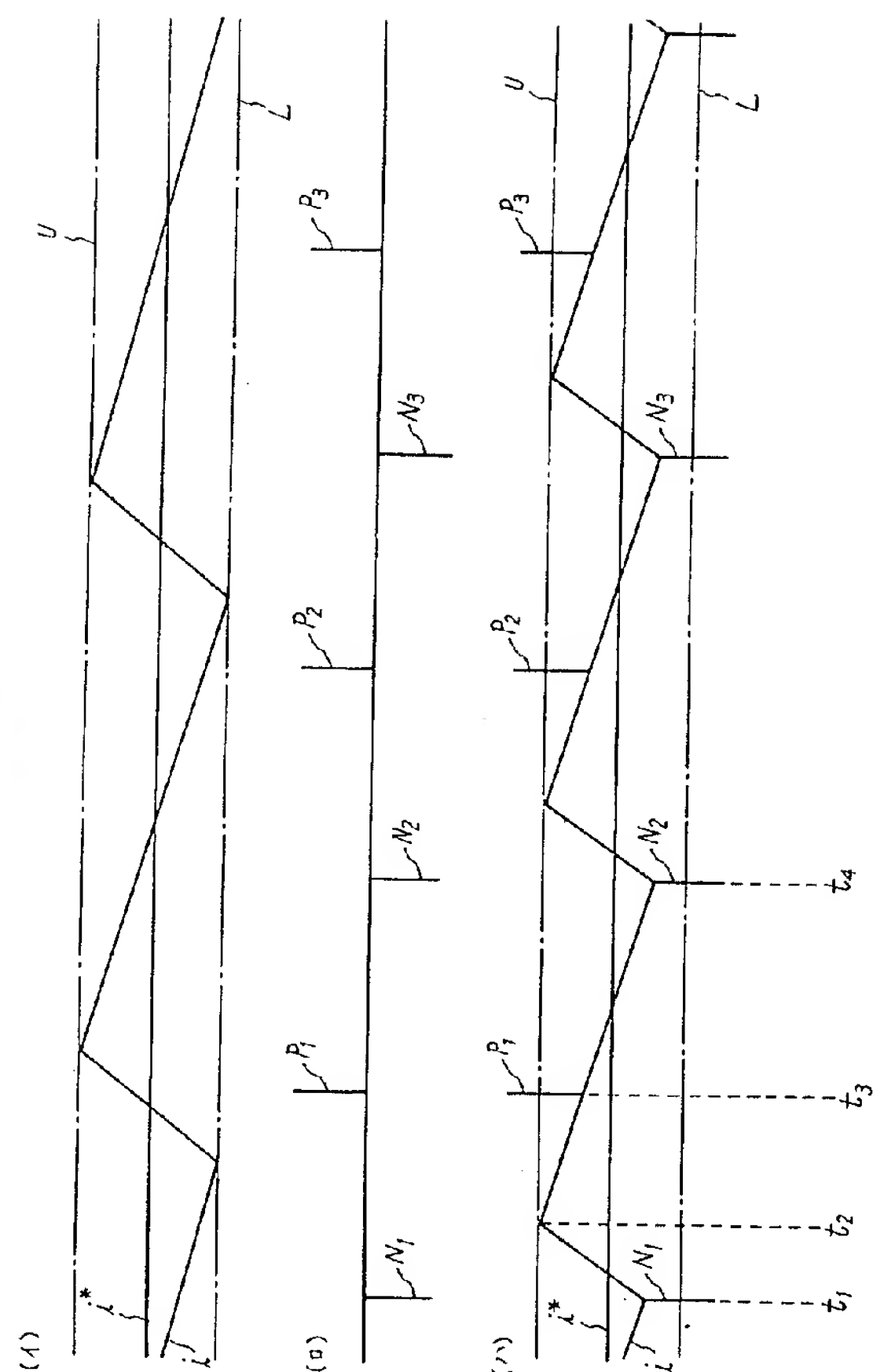
第 3 図



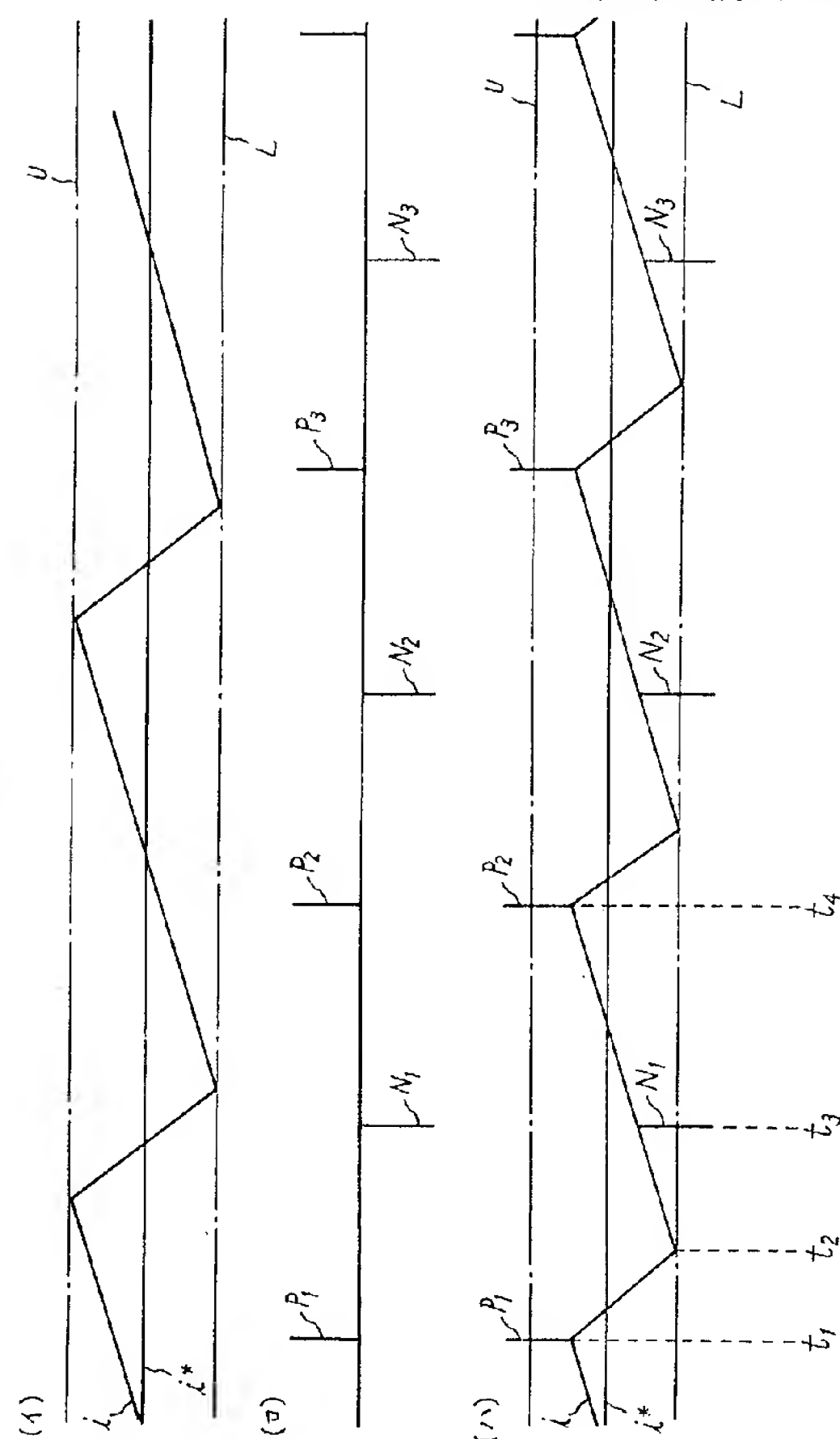
第 4 図



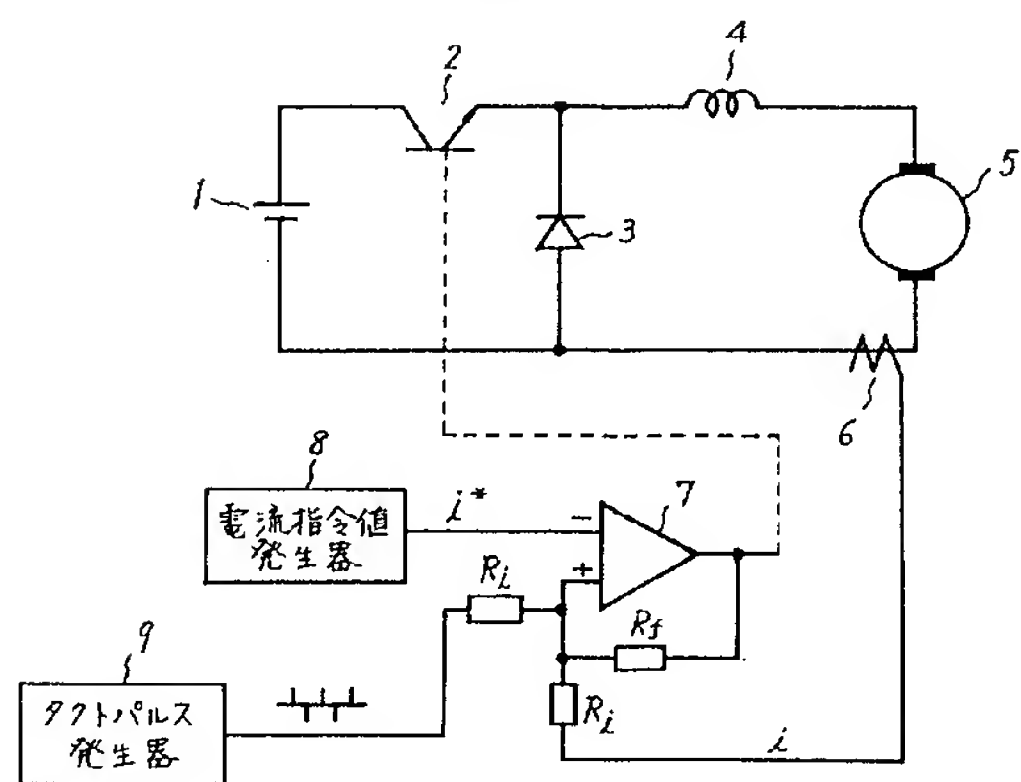
第 5 図



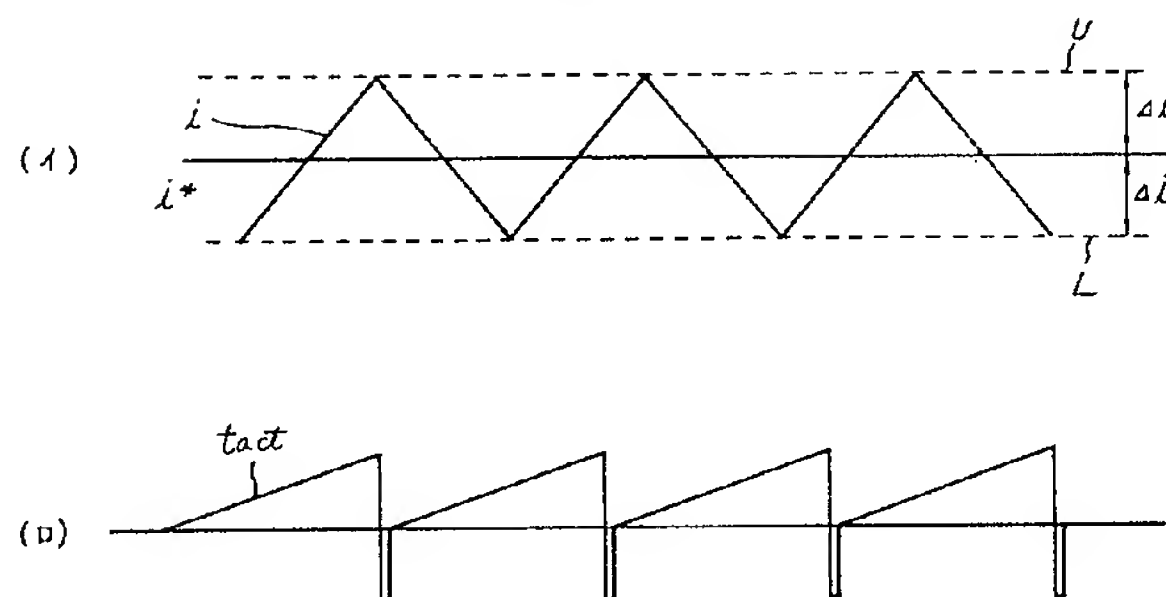
第 6 図



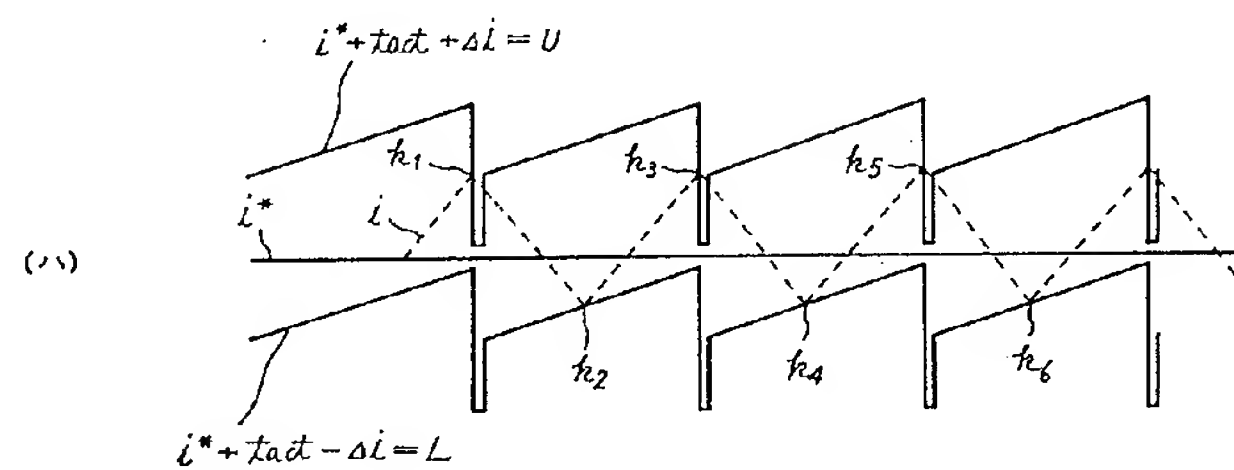
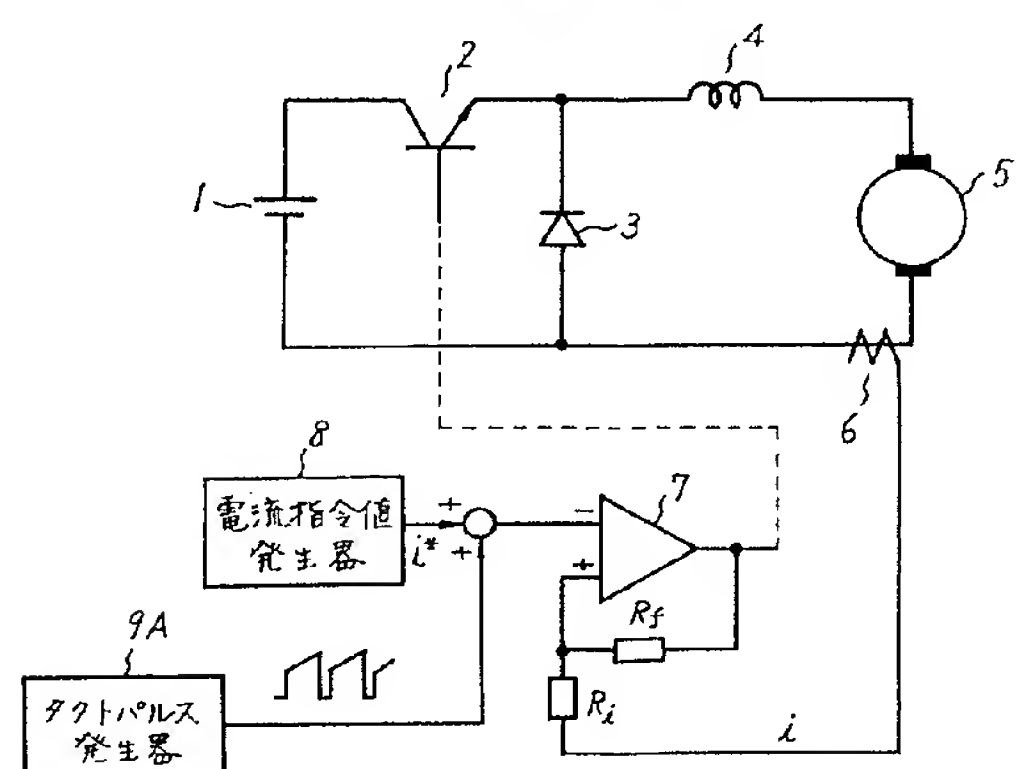
第 7 図



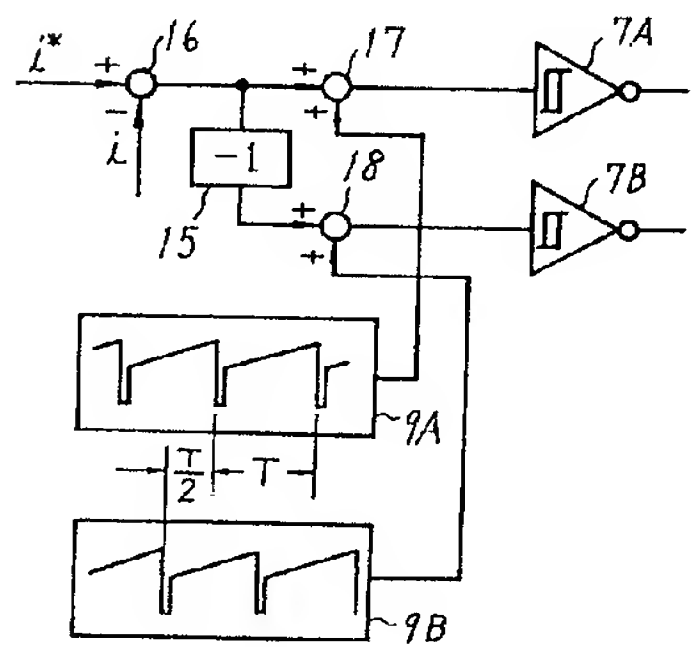
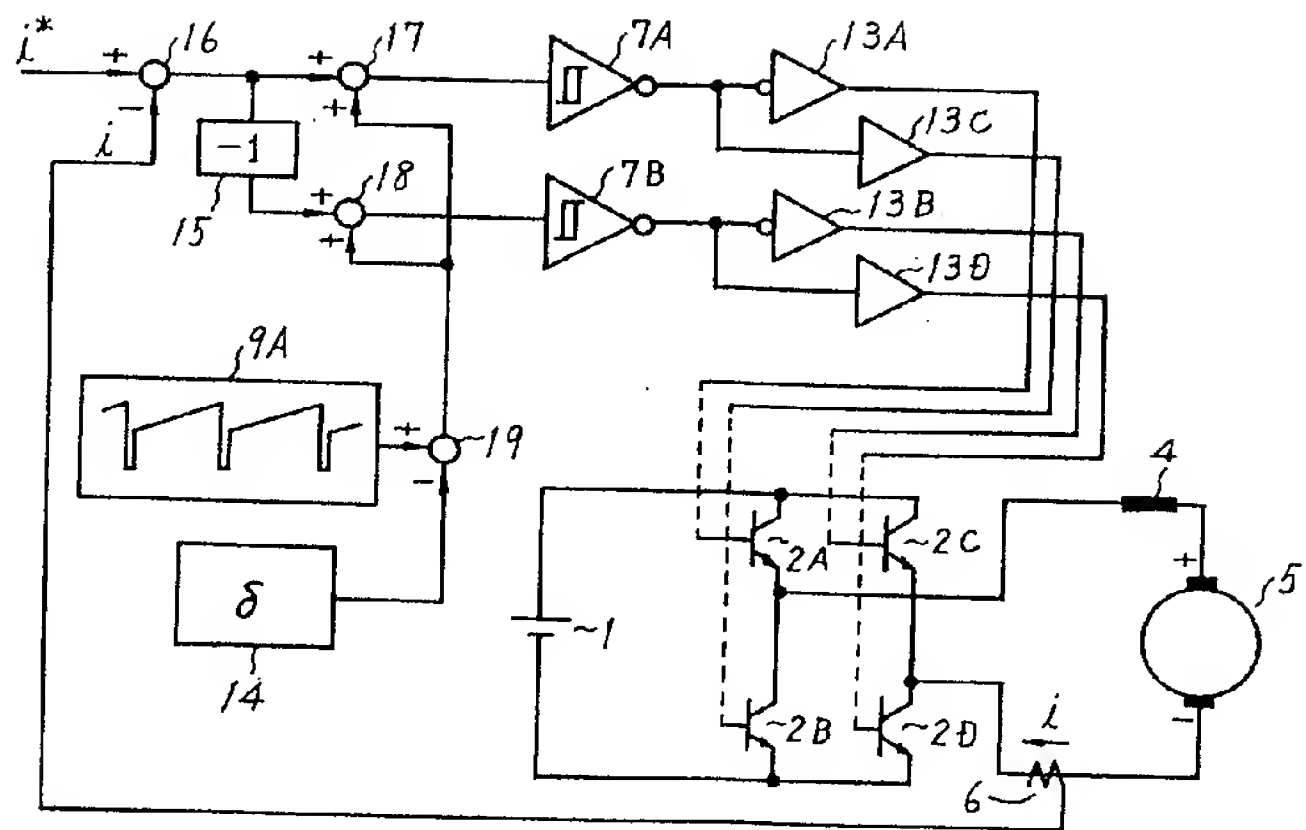
第 8 図



第 9 図

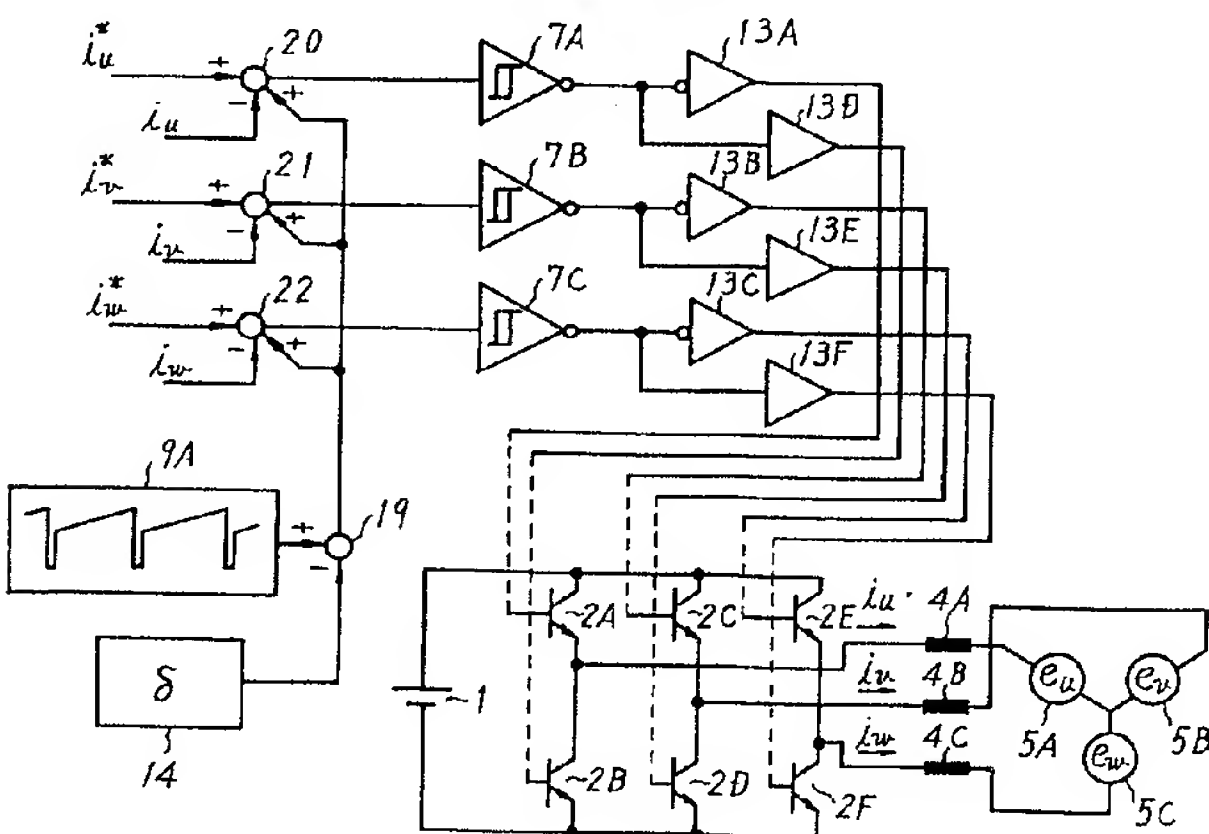


第 10 図

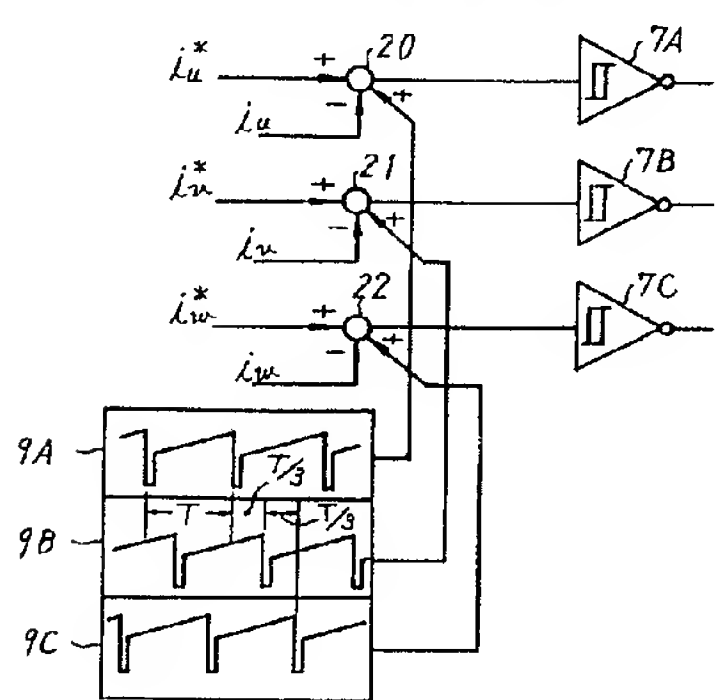


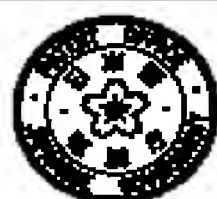
第 10A 図

第 11 図



第 11A 図





PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **59106874 A**(43) Date of publication of application: **20.06.84**(51) Int. Cl. **H02M 3/10**(21) Application number: **57213848**(22) Date of filing: **08.12.82**(71) Applicant: **FUJI ELECTRIC CO LTD**(72) Inventor: **NOMURA TOSHIHIRO
MISAIZU AKIRA****(54) INSTANTANEOUS VALUE CONTROL SYSTEM
FOR LOAD CURRENT****(57) Abstract:**

PURPOSE: To enable to readily lead the switching frequency in the frequency of a tact pulse by employing a tact signal which includes at least repetitive sawtooth waves at the prescribed period as a tact pulse.

CONSTITUTION: A switch element 2 is interposed between a power source 1 and a load 5. The instantaneous value of a load current is detected by a detector 6, the output and the current command value are compared by a comparator 7, and the element 2 is driven ON or OFF by the output of the comparator. The current command value is obtained by adding the output of a current command value generator 8 and the output of a tact pulse generator 9A. The generator 9A includes at least repetitive sawtooth wave at the prescribed period.

COPYRIGHT: (C)1984,JPO&Japio

